

# 대칭적인 스위치 구조 기반 RF 플라즈마 시스템 적용 전기적 가변 커패시터

민주화<sup>1</sup>, 채범석<sup>1</sup>, 김현배<sup>2</sup>, 서용석<sup>†</sup>

## Electrical Variable Capacitor based on Symmetrical Switch Structure for RF Plasma System

Juhwa Min<sup>1</sup>, Beomseok Chae<sup>1</sup>, Hyunbae Kim<sup>2</sup>, and Yongsug Suh<sup>†</sup>

### Abstract

This study introduces a new topology to decrease the voltage stress experienced by a 13.56 MHz electrical variable capacitor (EVC) circuit with an asymmetrical switch structure applied to the impedance matching circuit of a radio frequency (RF) plasma system. The method adopts a symmetrical switch structure instead of an asymmetrical one in each of the capacitor's leg in the EVC circuit. The proposed topology successfully reduces voltage stress in the EVC circuit due to the symmetrical charging and discharging mode. This topology can also be applied to the impedance matching circuit of a high-power and high-frequency RF etching system. The target features of the proposed circuit topology are investigated via simulation and experiment. Voltage stress on the switch of the EVC circuit is successfully reduced by more than 40%.

**Key words:** EVC(Electrical Variable Capacitor), RF plasma system, Voltage stress

### 1. 서 론

최근에 가변 커패시터는 라디오 증폭기와 안테나 튠너 및 반도체 공정등과 같은 다양한 산업 분야에 사용되고 있다. 특히, RF 플라즈마 응용 시스템 내의 임피던스 매칭 회로에는 가변 커패시터가 필수적으로 사용되고 있다. 임피던스 매칭을 하기 위해서 커패시턴스 값을 부하 변동에 따라 가변 시키기 위함이다. 왜냐하면 임피던스 매칭 회로에서는 최대 전력을 부하에 전달하기 위해 전원장치 쪽에서 바라본 임피던스를 전원장치 내부의 임피던스와 맞추는 역할을 수행해야 하기 때문이다<sup>[1]-[4]</sup>.

RF 응용 시스템중 하나인 반도체 에칭시스템에서도 임피던스 매칭 회로는 매우 중요한 회로이다. 임피던스

매칭이 잘 이루어지지 않으면 반사파의 증가나 불균일한 에칭 공정 및 플라즈마의 유지나 생성에 문제가 발생할 수 있기 때문이다. 최근까지 에칭 공정의 임피던스 매칭 회로에서는 기계식 진공 가변 커패시터를 주로 사용했다. 그러나 진공 가변 커패시터는 커패시턴스의 값을 가변할 때, 전극 사이의 거리를 기계적으로 변화시키기 때문에 커패시턴스의 가변 시간이 비교적 오래 걸린다는 단점이 있다. 이렇게 긴 커패시턴스의 가변 시간 때문에 임피던스 매칭에 시간이 오래 걸리게 되고 이는 플라즈마 부하의 불안정성으로 이어진다. 따라서 이러한 진공 가변 커패시터의 단점은 결과적으로 반도체 공정의 효율에 악영향을 미친다. 이러한 단점을 보완하기 위해 최근에는 전력 전자 기술을 적용한 전기적 가변 커패시터를 사용하여 임피던스 매칭 시간을 줄이기 위한 다양한 연구가 시도되고 있다<sup>[5]-[8]</sup>. 전기적 가변 커패시터에서는 다양한 커패시턴스의 값을 구현하기 위해 여러 커패시터와 전력 반도체 스위치의 조합이 사용된다<sup>[9]-[12]</sup>. 전기적 가변 커패시터는 전력 반도체인 스위치의 빠른 스위칭 동작으로 인해 짧은 커패시턴스 가변 시간을 갖는다. 이것은 반도체 제조 공정의 빠른 임피던스 매칭으로 연결된다. 결과적으로 이러한 빠른 임피던스 매칭은 반도체 제조의 수율을 올리는데 기여한다.

Paper number: TKPE-2019-24-3-4

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

<sup>†</sup> Corresponding author: Dept. of Electrical Engineering, Smart Grid Research Center, Chonbuk Nat'l University

<sup>1</sup> Dept. of Electrical Engineering, Smart Grid Research Center, Chonbuk Nat'l University

<sup>2</sup> Manufacturing Technology Center, Samsung Electronics  
Manuscript received Oct. 8, 2018; revised Oct. 20, 2018;  
accepted Dec. 3, 2018

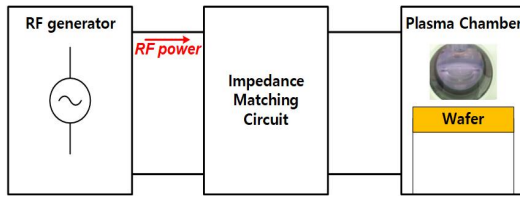


Fig. 1. Block diagram of RF plasma system.

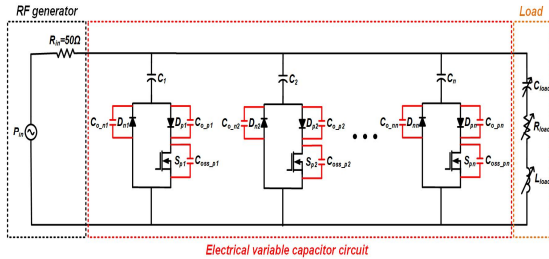


Fig. 2. RF plasma circuit with EVC using multi leg asymmetrical switch structure.

다양한 종류의 전기적 가변 커패시터 중에서도 PIN 다이오드의 조합으로 비대칭적인 스위치 구조를 이용하는 회로가 에칭시스템에 도입되고 있다. 비대칭적 스위치 구조를 사용하는 전기적 가변 커패시터는 각각의 스위치 레그에 하나의 스위치와 하나의 수동소자만 사용하는 것을 특징으로 한다. 이는 전체 전기적 가변 커패시터 회로의 스위치와 커패시터의 개수가 최소화 될 수 있음을 의미한다. 하지만 비대칭 스위치 구성으로 인해 각각의 스위치 레그에서 커패시터의 충전 및 방전이 비대칭적으로 이루어지므로 커패시터에 상대적으로 높은 DC 오프셋 전압이 발생한다. 이렇게 발생한 DC 오프셋 전압은 스위치에 높은 전압 스트레스를 유발하게 된다. 그러므로 고전압 플라즈마 시스템에서는 스위치의 개수는 적지만 스위치의 전압 스트레스가 더욱 높다는 단점을 갖는다. 특히, 최근에는 에칭공정이 점점 복잡해지면서 동작정격 전력이 더 높아지고 있다. 이에 따라 임피던스 매칭장비에 요구되는 고전압 차단능력도 점점 증가하고 있다. 이에 따라 높은 고전압 정격을 갖는 스위치를 사용해야 한다. 이것은 높은 고전압 정격의 전력 반도체가 주요 비용 및 부피를 차지하는 RF 플라즈마 시스템에서 특히 심각한 결점이 된다.

따라서 본 논문에서는 대칭적인 스위치 구조를 사용하는 새로운 구조의 전기적 가변 커패시터를 제안한다. 대칭적인 스위치 구조로 인해 각 스위치 레그에서 커패시터의 충전 및 방전은 대칭방식으로 이루어지므로 커패시터에서 DC 오프셋 전압이 거의 영에 가깝게 된다. 이것은 대칭적인 스위치 구조를 사용하면 커패시터에 걸리는 전압 스트레스가 감소되는 것을 의미한다. 또한, 기존의 비대칭적인 구조를 사용하는 전기적 가변 커패시터와 비교하여 제안된 토폴로지는 전력 반도체 스위치의 전압 스트레스를 감소시킨다. 스위치의 개수는 비대칭적인 구조를 사용하는 전기적 가변 커패시터에 비해

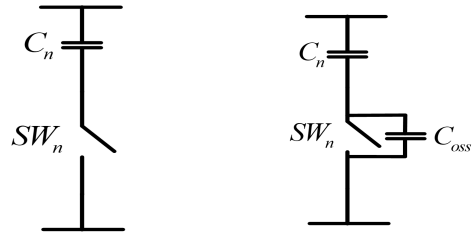


Fig. 3. Ideal case and real case of EVC circuit. (left : ideal case, right : real case)

2배가 된다. 하지만 스위치의 전압 정격이 낮아지면 전체 전기적 가변 커패시터 회로의 비용과 부피를 감소할 수 있다. 본 논문에서는 기존의 비대칭구조의 전기적 가변 커패시터 회로와 대칭구조의 전기적 가변 커패시터 회로를 회로분석을 통해 설명하고 시뮬레이션 및 실험을 통해 대칭 구조 회로의 장점을 검증한다.

## 2. 플라즈마 시스템과 가변 커패시터

그림 1은 RF 플라즈마 시스템의 블록 다이어그램을 보여준다. 그림에서 알 수 있듯이 RF 플라즈마 시스템은 RF 전원장치, 임피던스 매칭 회로와 챔버로 구성된다. 그림 2는 블록 다이어그램을 비대칭적인 스위치 구조를 사용한 전기적 가변 커패시터가 있는 RF 플라즈마 시스템의 등가회로로 나타내고 있다. 일반적으로 RF 전원장치의 내부 저항은 50Ω으로 등가화 된다. 전기적 가변 커패시터의 회로는 다양한 임피던스 조합을 만들기 위해 여러 개의 커패시터 스위치 레그가 직렬 또는 병렬로 연결된다. 플라즈마 챔버를 나타내는 부하는 가변 임피던스 부하로 나타낼 수 있으며 이는 가변저항, 커패시터 및 인덕터의 직렬연결로 묘사된다. 부하의 임피던스는 가스의 양이나 종류, 플라즈마의 발생여부에 따라 변화하게 된다. 임피던스 매칭 회로는 가변부하 상태에서도 RF 전원장치에서 바라본 등가 임피던스를 전원장치의 임피던스와 같은 50Ω으로 맞추주는 역할을 수행한다.

전기적 가변 커패시터에서 임피던스 매칭을 하는 방법은 다음과 같이 설명된다. n번째 스위치 레그에서  $S_{pn}$ 의 스위치가 켜지면 커패시터( $C_n$ )의 임피던스가 부하에 추가되고 스위치가 꺼지면 회로에서 스위치 레그가 제거되는 방법으로 임피던스를 매칭하게 된다. 즉, 부하변동에 따라 다양한 스위치들의 조합으로 커패시터를 추가하거나 제거하여 RF 전원장치에서 바라본 임피던스를 제어하게 된다.

전기적 가변 커패시터가 지금의 회로구성이 된 이유는 다음과 같다. 그림 3은 전기적 가변 커패시터의 이상적인 경우와 실제 경우의 차이를 설명한다. 전기적 가변 커패시터의 이상적인 회로구성은 그림 3의 왼쪽과 같이 스위치와 커패시터가 직렬로 연결된 형태이다. 이상적인 경우에는 스위치를 켜면 회로에  $C_n$ 을 추가하는 것처럼 동작하며, 스위치를 끄면 스위치레그를 회로에서 제거

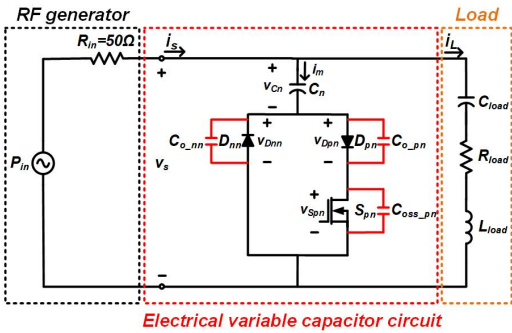


Fig. 4. RF plasma circuit with EVC using one leg asymmetrical switch structure.

시킬 수 있다. 하지만 실제 회로에서는 이상적인 경우처럼 동작하지 않는다. 스위치를 켜 경우에는 이상적인 동작처럼  $C_n$ 을 회로에 추가할 수 있지만, 스위치를 끈 경우에는 이상적인 경우와 동작이 다르다. 그 이유는 13.56Mhz의 RF 주파수와 커패시터( $C_n$ )의 커패시턴스 값 때문이다. 커패시터( $C_n$ )의 커패시턴스 값은 약 수십 pF에서 수 nF까지이다. 따라서 스위치를 꺼서 스위치 레그를 회로에서 제거할 때, 스위치의 출력 커패시터( $C_{oss}$ )의 값이 커패시터( $C_n$ )의 값에 영향을 줄 수 있다. 이는 n번째 스위치를 꺼도 n번째 스위치 레그가 여전히 회로에서 남아 있을 수 있음을 의미한다. 따라서 스위치 레그를 완전히 회로에서 제거하기 위해서는 다이오드( $D_{nn}$ ,  $D_{pn}$ )의 수 pF인 커패시터( $C_{o,nn}$ ,  $C_{o,pn}$ )를 이용해야 한다.

이에 따른 회로의 동작을 이해하고 스위치와 커패시터의 전압을 중점적으로 해석하기 위해 그림 4과 같이 고정 임피던스의 플라즈마 부하를 갖는 단일 스위치 레그 시스템이 제안된다. 다음 그림과 같이 비대칭적인 스위치 구조를 갖는 전기적 가변 커패시터 회로의 경우 스위치( $S_{pn}$ )와 커패시터( $C_n$ )에 높은 전압 스트레스를 유발한다. 따라서 본 논문에서는 스위치의 전압과 커패시터의 전압을 줄이기 위해서 대칭적인 스위치 구조를 사용하는 전기적 가변 커패시터를 제안한다. 그림 5는 기존의 비대칭적인 구조를 사용하는 전기적 가변 커패시터와 제안된 대칭적인 구조를 사용하는 전기적 가변 커패시터를 보여준다.

### 3. 두 가지 방식의 전기적 가변 커패시터 회로의 회로해석

3장에서는 두 가지 타입의 전기적 가변 커패시터 회로를 분석하여 스위치의 전압 스트레스와 과도상태와 정상상태의 등가커패시턴스를 설명한다. 전기적 가변 커패시터 회로의 두 가지 유형에 대한 모드 1의 등가회로가 그림 6에 나와있다. 모드 1에서는 스위치가 켜져 있기 때문에 전기적 가변 커패시터 회로에는 스위치 레그에  $C_n$ 의 커패시터가 하나만 연결되어 있다. 모드 1의 등가커패시턴스 값은 각각 식 (1)과 (5)에 제시되어 있다.

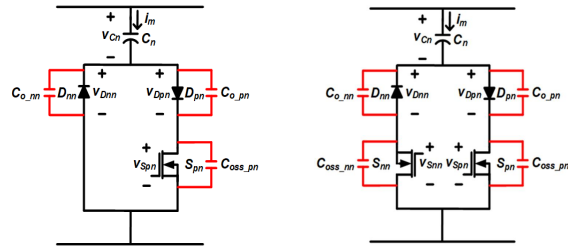


Fig. 5. Two types of EVC circuit. (left : conventional circuit, right : proposed circuit)

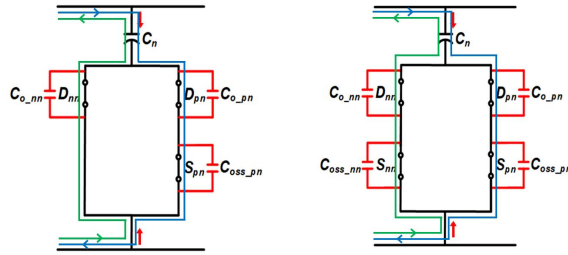


Fig. 6. Equivalent circuit of switch turn on - Mode 1. (left : conventional circuit, right : proposed circuit)

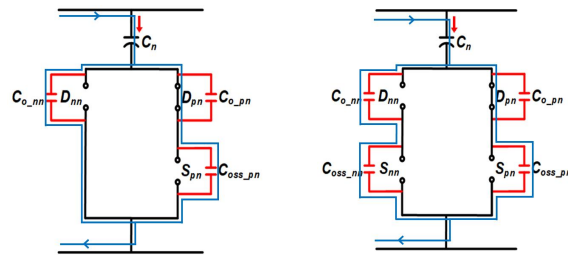


Fig. 7. Equivalent circuit of Dnn off and Dpn on during switch turn off - Mode 2. (left : conventional circuit, right : proposed circuit)

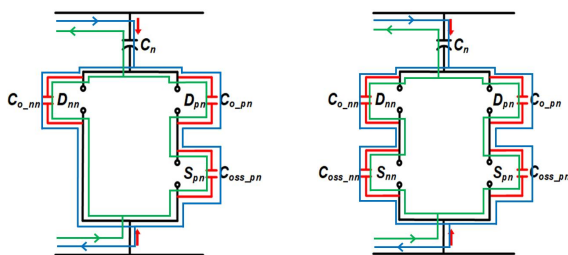


Fig. 8. Equivalent circuit of Dnn off and Dpn off during switch turn off - Mode 3. (left : conventional circuit, right : proposed circuit)

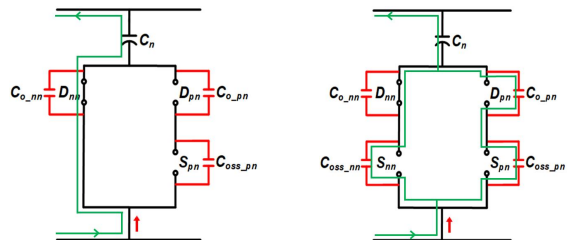


Fig. 9. Equivalent circuit of Dnn on and Dpn off during switch turn off - Mode 4. (left : conventional circuit, right : proposed circuit)

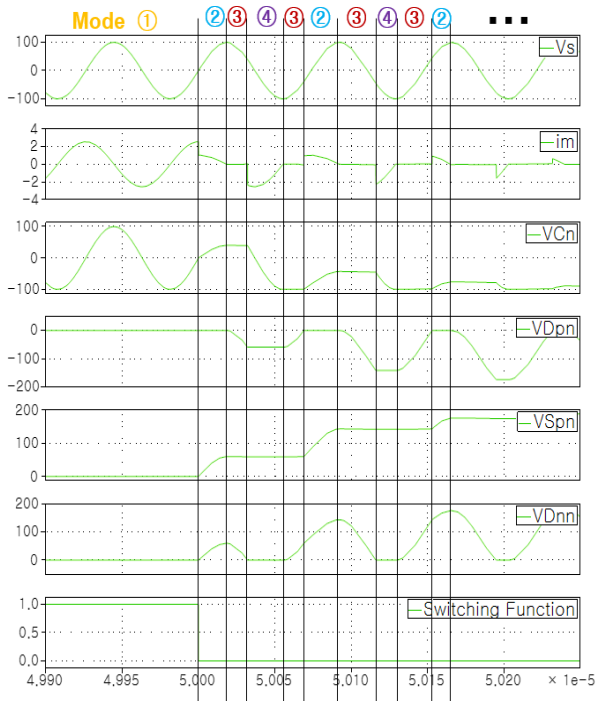


Fig. 10. Transient analysis of EVC circuit using asymmetrical switch structure.

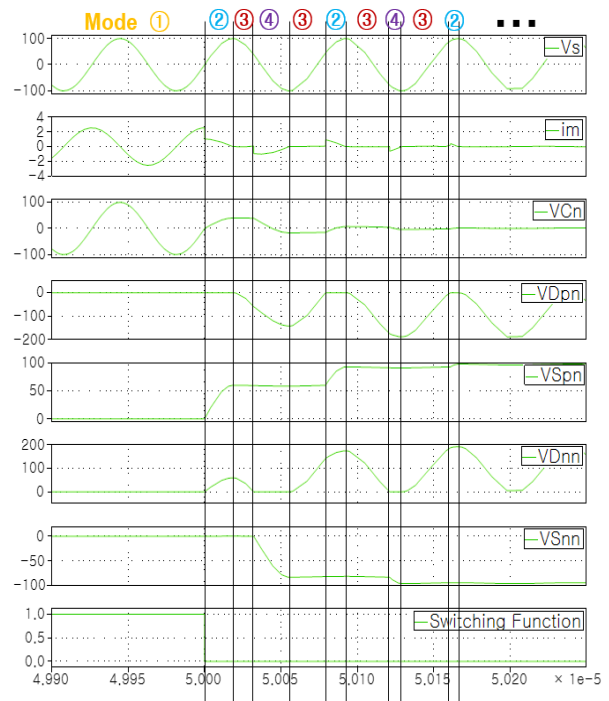


Fig. 12. Transient analysis of EVC circuit using symmetrical switch structure.

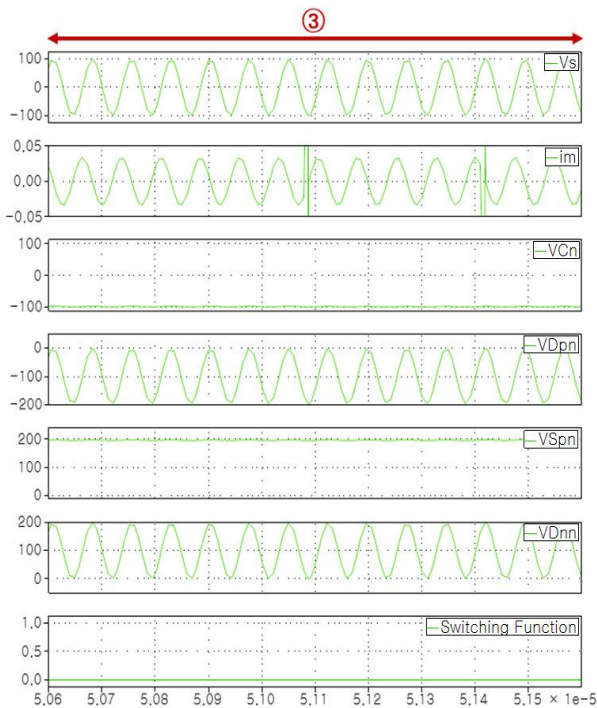


Fig. 11. Steady state analysis of EVC circuit using asymmetrical switch structure.

스위치가 꺼지면 다이오드 ( $D_{m}$ ,  $D_{pn}$ )의 켜짐/꺼짐 동작에 따라 3가지 모드(모드 2, 3, 4)가 존재한다. 그림 7은 모드 2의 등가회로를 보여준다. 모드 2는 스위치가 꺼져 있는 동안에  $D_{m}$ 이 꺼지고  $D_{pn}$ 이 켜지는 동작에 대한 등가회로이다. 모드 2의 등가 커패시턴스는 식 (2)와 (6)에서 보여준다. 그림 8은 모드 3의 등가회로를 보여준다.

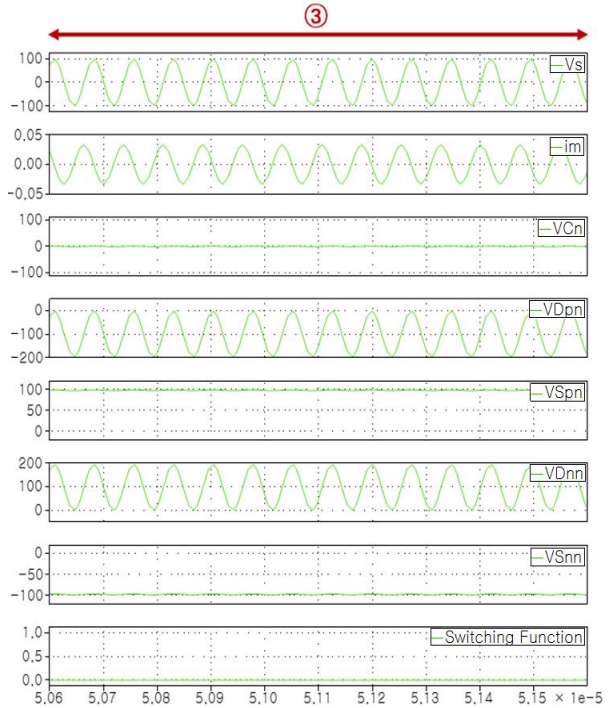


Fig. 13. Steady state analysis of EVC circuit using symmetrical switch structure.

모드 3은  $D_{m}$ 과  $D_{pn}$ 이 모두 꺼진 동작에 대한 등가회로이다. 모드 3의 등가커패시턴스의 값은 식 (3)과 식 (7)에서 보여준다. 그림 9는 모드 4의 등가회로를 나타낸다. 모드 4는  $D_{pn}$ 이 꺼지고  $D_{m}$ 이 켜지는 동작에 대한 등가회로를 묘사하고 있다. 모드 4에 대한 등가커패시턴스의 식은 식 (4)와 식 (8)에서 보여준다.

$$C_{eq\_asy\_mode1} = C_n \quad (1)$$

$$C_{eq\_asy\_mode2} = \frac{(C_{o\_nn} + C_{oss\_pn})C_n}{C_{o\_nn} + C_{oss\_pn} + C_n} \quad (2)$$

$$C_{eq\_asy\_mode3} = \frac{\left(\frac{C_{o\_pm}C_{oss\_pn}}{C_{o\_pn} + C_{oss\_pn}} + C_{o\_nn}\right)C_n}{\frac{C_{o\_pn}C_{oss\_pn}}{C_{o\_pn} + C_{oss\_pn}} + C_{o\_nn} + C_n} \quad (3)$$

$$C_{eq\_asy\_mode4} = C_n \quad (4)$$

일반적으로 전기적 가변 커패시터의 스위치는 꺼져있는 동안에 높은 전압 스트레스를 받는다. 그림 10은 비대칭 구조를 사용하는 전기적 가변 커패시터 회로의 과도상태를 해석하기 위한 시뮬레이션 파형이며, ① ~ ④는 각각 모드 1~모드 4를 의미한다. 스위치가 켜져 있는 동안에는 출력전압( $V_s$ )과 커패시터( $C_n$ )의 전압은 동일하다. 그림 10에서 커패시터에 흐르는 전류( $i_m$ )이 양일 때 스위치는 꺼진다고 가정한다. 반대의 경우, 즉 커패시터 전류( $i_m$ )가 음일 때 스위치가 꺼져도 동일한 최종 결과가 도출된다. 스위치가 꺼지는 순간, 모드 1로 동작하고 있던 회로는 전류의 방향에 의해 모드 2로 동작하게 된다. 모드 2에서 3개의 커패시터( $C_n$ ,  $C_{o\_nn}$ ,  $C_{oss\_pn}$ )는 회로의 양의 전류에 의해 충전된다. 커패시터 전류( $i_m$ )가 양에서 음으로 바뀌는 순간 회로는 모드 2에서 모드 3으로 바뀌게 된다. 모드 3으로 동작하는 동안 다이오드의 기생 커패시터( $C_{o\_nn}$ )가 방전되고, 반대쪽 다이오드의 기생 커패시터( $C_{o\_pm}$ )는 음의 방향으로 충전된다. 모드 4는  $C_{o\_nn}$ 이 방전되어  $D_{nn}$  다이오드를 순방향 바이어스할 때 동작한다. 모드 4로 동작하는 동안 커패시터( $C_n$ )은 음의 극성으로 충전하게 된다. 커패시터 전류( $i_m$ )이 음에서 양으로 바뀌면 모드 4는 다시 모드 3가 된다. 모드 3로 동작하는 동안 커패시터 전류( $i_m$ )의 극성에 따라,  $C_{o\_nn}$  또는  $C_{o\_pm}$ 이 방전되어 자신의 다이오드를 순방향 바이어스한다. 결과적으로 모드 2와 모드 4는 모드 3로 회로가 동작하기 위한 중간 상태로 반복된다. 이렇게 모드를 반복 한 후에 스위치( $S_{pm}$ )의 전압이 두 다이오드를 완전히 역 바이어스하는 값에 도달하면 모드 3에서 회로가 안정화 된다. 그림 11은 비대칭적인 스위치 구조의 정상상태 동작을 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이 두 개의 다이오드는 항상 역의 바이어스가 걸려있고 이것은 스위치가 꺼진 상태에서의 스위치 레그의 등가 커패시턴스의 값은  $C_n$ 에 의해서가 아닌 식 (9)의 수 pF인 PIN 다이오드의 기생 커패시턴스( $C_{o\_nn}$ ,  $C_{o\_pm}$ ) 값에 의해 결정된다.

$$C_{eq\_sy\_mode1} = C_n \quad (5)$$

$$C_{eq\_sy\_mode2} = \frac{\left(\frac{C_{o\_nn}C_{oss\_nn}}{C_{o\_nn} + C_{oss\_nn}} + C_{oss\_pn}\right)C_n}{\frac{C_{o\_nn}C_{oss\_nn}}{C_{o\_nn} + C_{oss\_nn}} + C_{oss\_pn} + C_n} \quad (6)$$

$$C_{eq\_sy\_mode3} = \frac{\left(\frac{C_{o\_nn}C_{oss\_nn}}{C_{o\_nn} + C_{oss\_nn}} + \frac{C_{o\_pm}C_{oss\_pn}}{C_{o\_pn} + C_{oss\_pn}}\right)C_n}{\frac{C_{o\_nn}C_{oss\_nn}}{C_{o\_nn} + C_{oss\_nn}} + \frac{C_{o\_pm}C_{oss\_pn}}{C_{o\_pn} + C_{oss\_pn}} + C_n} \quad (7)$$

$$C_{eq\_sy\_mode4} = \frac{\left(\frac{C_{o\_pm}C_{oss\_pn}}{C_{o\_pm} + C_{oss\_pn}} + C_{oss\_nn}\right)C_n}{\frac{C_{o\_pm}C_{oss\_pn}}{C_{o\_pm} + C_{oss\_pn}} + C_{oss\_nn} + C_n} \quad (8)$$

$$C_{eq\_asy\_mode3} = C_{eq\_sy\_mode3} \approx C_{o\_nn} + C_{o\_pm} \quad (9)$$

대칭적인 스위치 구조를 사용한 전기적 가변 커패시터 회로의 과도상태 해석을 위한 시뮬레이션 파형은 그림 12에 나와있다. 대칭적인 스위치 구조의 경우 작동모드는 비대칭적인 스위치 구조의 경우와 매우 유사하다. 대칭적인 스위치 구조의 전기적 가변 커패시터 회로도 역시 스위치가 꺼지면 다이오드들의 충전 및 방전과 전류의 방향에 의해 모드를 반복하다가 정상상태로 동작한다. 정상상태로 동작하면 비대칭 구조의 전기적 가변 커패시터와 마찬가지로 등가 커패시턴스는 식 (9)의 PIN 다이오드의 기생 커패시턴스 값에 의해 결정된다. 하지만 대칭적인 구조의 안정상태 동작을 나타낸 그림 13에서 알 수 있듯이 비대칭적인 스위치 구조와의 중요한 차이점은  $S_{pm}$ 의 오프셋 전압만 가지고 다이오드를 끄지 않고  $S_{mm}$ 과 오프셋 전압을 나누는 것으로 다이오드를 끈다는 점에 있다. 이  $S_{mm}$ 이 가지는 음의 오프셋 전압으로 인해  $D_{mm}$ 이 꺼질 수 있다. 결과적으로, 대칭적인 스위치 구조는 대칭적인 충전과 방전 전류의 경로를 제공하여 2개의 다이오드( $D_{mn}$ ,  $D_{pn}$ )가 스위치의 바이어스 전압만 가지고 꺼지는 동작을 할 수 있게 된다. 또한 다이오드를 꺼진 상태로 만들기 위한 바이어스 전압이 스위치에 걸리게 되므로 커패시터( $C_n$ )에는 영의 오프셋 전압이 걸리게 되어  $C_n$ 의 전압 스트레스 또한 감소시킬 수 있다.

#### 4. 시뮬레이션 검증

4장에서는 회로해석을 기반으로 두 가지 타입의 전기적 가변 커패시터에 대한 시뮬레이션을 통해 스위치의 전압 스트레스를 검증한다. 시뮬레이션은 전력전자 시뮬레이션 도구인 PLECS를 사용했다. 시뮬레이션에 대한 파라미터 값은 표 1에 나열되어 있다. 다이오드와 스위치의 기생 커패시턴스의 값은 반도체 제조사에서 제공



TABLE I  
CIRCUIT PARAMETERS OF SIMULATION

Parameter	Symbol	Value
Source voltage	$V_s$	320 V <sub>pp</sub>
Frequency	$f_{in}$	13.56 Mhz
Source resistor	$R_{in}$	50 $\Omega$
Switching frequency	$f_{sw}$	10 khz
Capacitance of diode	$C_{o\_nn}$ $C_{o\_pn}$	2 pF
Capacitance of switch	$C_{oss\_nn}$ $C_{oss\_pn}$	200 pF
Capacitor	$C_n$	450 pF
Load capacitor	$C_{load}$	650 pF
Load inductor	$L_{load}$	450 nH
Load resistor	$R_{load}$	10 $\Omega$

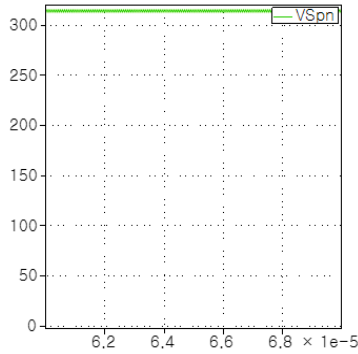


Fig. 14.  $V_{spn}$  of EVC circuit using asymmetrical switch structure in simulation result [50V/div] [2 $\mu$ s/div].

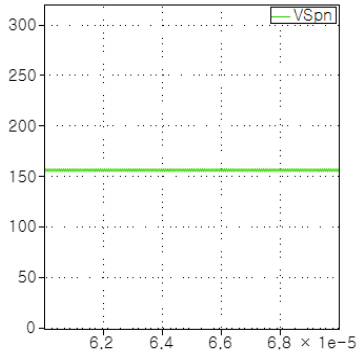


Fig. 15.  $V_{spn}$  of EVC circuit using symmetrical switch structure in simulation result [50V/div] [2 $\mu$ s/div].

하는 일반적인 값으로 설정하였다. 그림 3에서 알 수 있듯이 전원장치는 50 $\Omega$ 의 저항을 갖고 있는 것으로 등가화 되며 부하는 직렬연결된 저항 및 커패시터와 인덕터의 직렬연결로 묘사할 수 있다.

두 가지 타입의 전기적 가변 커패시터에 대한 시뮬레이션 결과는 그림 14와 15에서 보여주고 있다. 두 개의 시뮬레이션 결과는 같은 스위치( $S_{pn}$ )의 전압을 측정했다. 비대칭적인 스위치 구조를 사용한 전기적 가변 커패시터의 경우 비대칭적인 구조로 인해 스위치의 전압 스트

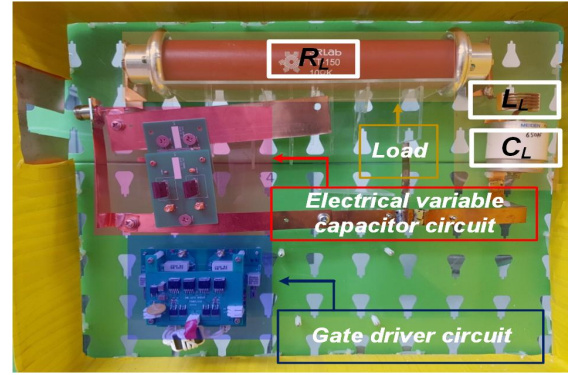


Fig. 16. Circuit configuration.



Fig. 17. Hardware configuration.

레스가 높게 걸리며 시뮬레이션 결과에서 확인하면 스위치의 전압이 약 312V이다. 대칭적인 스위치 구조를 사용한 전기적 가변 커패시터의 경우 대칭적인 구조로 인해 양쪽의 스위치가 다이오드를 꺼진 상태로 동작하게 만들 바이어스 전압을 나눠 갖게 되며 이때는 스위치의 전압이 약 157V이다. 두 개의 시뮬레이션 결과에서 확인할 수 있듯이 제안된 대칭적인 구조의 전기적 가변 커패시터 회로를 사용하면 스위치의 전압이 약 49% 감소함을 검증했다.

## 5. 실험 검증

기존의 전기적 가변 커패시터와 제안된 전기적 가변 커패시터를 검증하기 위해 실험을 진행하였다. 그림 16은 내부 회로의 모습을 나타내고 있으며, 그림 17은 전체 실험 세트를 보여준다. RF 주파수의 특성을 고려하여 임피던스의 영향이 작은 무유도 저항과 구리판을 이용해서 임피던스의 영향을 최소화하였다. 또한 스위치를 동작시키기 위한 게이트 드라이버를 최대한 가깝게 위치시켜서 임피던스의 영향을 최소화하는 방법으로 회로를 설계하였다. 또한 회로 외부의 EMI 차단을 위해 구리판으로 케이스를 설치하였으며, 가변 AC 전원장치는

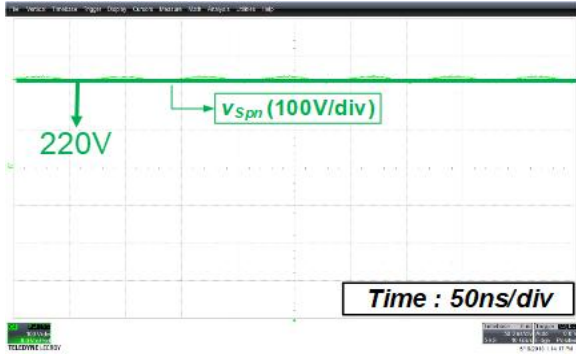


Fig. 18.  $V_{Spn}$  of EVC circuit using asymmetrical switch structure in experiment result. (300W)

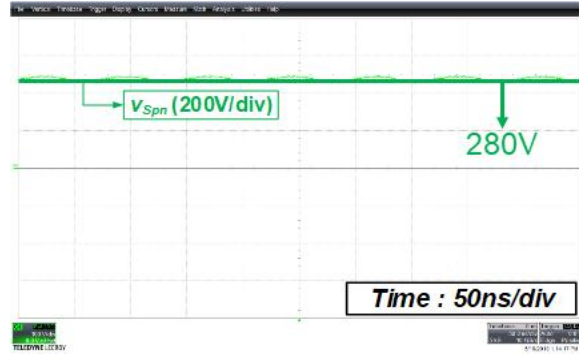


Fig. 20.  $V_{Spn}$  of EVC circuit using asymmetrical switch structure in experiment result. (500W)

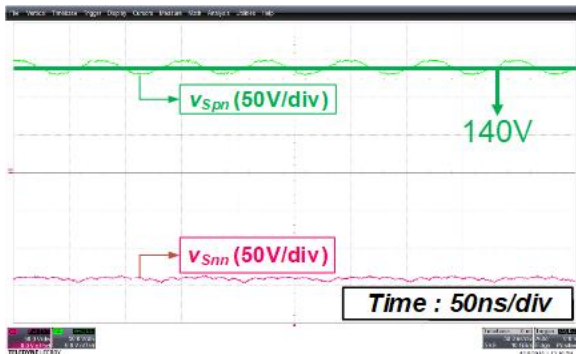


Fig. 19.  $V_{Spn}$  and  $V_{Snn}$  of EVC circuit using symmetrical switch structure in experiment result. (300W)

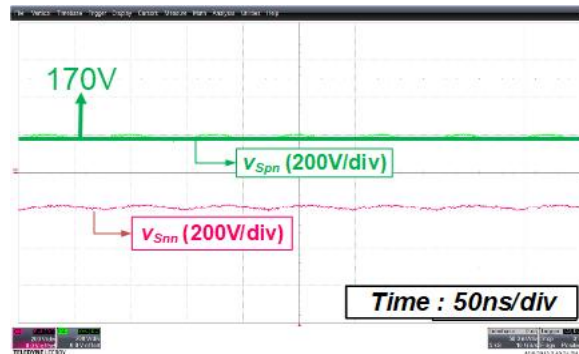


Fig. 21.  $V_{Spn}$  and  $V_{Snn}$  of EVC circuit using symmetrical switch structure in experiment result. (500W)

RF 전원장치에 전압을 인가한다. RF 전원장치는 특성 상 많은 열이 발생하므로 수냉식 냉각을 사용한다.

실험 파라미터는 표 1에서 제시한 시뮬레이션과 동일하게 구성하였으며 입력전력의 범위는 300W에서 500W까지 실험을 진행했다. 그림 18부터 그림 21까지 대표적인 실험결과 파형인 300W와 500W에서의 실험결과를 보여준다. 300W에서의 실험 결과파형에서 비대칭적인 스위치 구조의 전기적 가변 커패시터의 경우에는 그림 18에서 알 수 있듯이 스위치( $S_{pn}$ )의 전압이 220V가 걸리고 대칭적인 스위치 구조의 전기적 가변 커패시터의 경우에는 그림 19에서 볼 수 있듯이 스위치( $S_{pn}$ )의 전압이 140V가 걸리게 된다. 500W에서의 실험결과에서는 비대칭적인 스위치 구조의 전기적 가변 커패시터의 경우에는 그림 20에서 알 수 있듯이 스위치( $S_{pn}$ )의 전압이 280V이고 대칭적인 스위치 구조의 전기적 가변 커패시터의 경우에는 그림 21에서 볼 수 있듯이 스위치( $S_{pn}$ )의 전압이 170V가 걸리게 된다. 실험결과에서 알 수 있듯이 스위치의 전압 스트레스가 약 40% 정도 감소되는 것을 확인할 수 있다. 따라서 실험은 대칭적인 스위치 구조를 사용한 전기적 가변 커패시터를 사용하면 스위치의 전압 스트레스를 저감할 수 있음을 성공적으로 검증하였다.

두개의 검증에서 시뮬레이션 결과와 실험결과는 다소의 차이가 존재한다. 이는 회로의 기생성분에서 발생하는

것으로 예상된다. 본 시스템은 13.56Mhz의 RF 주파수를 사용하고 있으므로 기생성분에 대한 영향이 상대적으로 크며, 시스템 자체가 pF, nH단위를 사용하기 때문에 적은 기생인덕턴스나 기생커패시턴스 성분으로도 시스템에 영향을 미치게 된다. 하지만 시뮬레이션에서는 기생성분을 고려하지 않은 이상적인 시스템이기 때문에 실험과 시뮬레이션에서 다소 차이가 발생할 수 있다. 하지만 시뮬레이션과 실험결과 모두 스위치의 전압 스트레스를 저감할 수 있다는 것을 검증하였다.

## 6. 결론

본 논문에서는 13.56Mhz의 고출력 RF 플라즈마 시스템에 대칭적인 스위치 구조를 적용한 새로운 전기적 가변 커패시터 회로를 제안한다. 제안된 전기적 가변 커패시터 회로는 비대칭 스위치 구조를 갖춘 최첨단 전기적 가변 커패시터 회로에서 볼 수 있는 고전압 스트레스 문제를 성공적으로 해결했다. 대칭적인 스위치 구조를 사용함으로써 스위치 레그의 전압이 대칭적으로 충전 및 방전하여 효과적으로 스위치의 전압 스트레스를 저감할 수 있다는 것을 확인하였다. 시뮬레이션과 실험은 제안된 대칭적인 스위치 구조의 전기적 가변 커패시터가 스위치의 전압 스트레스를 40% 이상 저감시킨다는 것을 성공적으로 검증하였다. 제안된 전기적 가변 커패시

터 회로는 고주파 고전력 RF 플라즈마 시스템에 적용하기 용이하며, 임피던스 매칭 회로의 비용 및 불륨을 줄이는데 중요한 역할을 할 것으로 기대된다.

본 연구는 한국전력공사의 2018년 착수 에너지 거점대학 클러스터 사업에 의해 지원되었음 (과제 번호:R18XA04)

## References

- [1] W. E. McKinzie, "Method and apparatus for adaptive impedance matching," U.S. Patent 10 050 598, Aug. 14, 2018.
- [2] W. Glazek and R. Bugyi, "Plasma impedance matching for supplying RF power to a plasma load," U.S. Patent 0 053 633, Feb. 22, 2018.
- [3] G. C. Martins and W. A. Serdijn, "Multistage complex-impedance matching network analysis and optimization," *IEEE Transactions on circuits and system*, Vol. 63, No. 9, Sep. 2016.
- [4] C. Jiang, C. Hu, Y. Xie, S. Chen, Q. Cui, and Y. Xie, "Analysis and experimental study of impedance matching characteristic of RF ion source on neutral beam injector," *IEEE Transactions on Plasma Science*, Vol. 46, No. 7, Jul. 2018.
- [5] I. A. Bhutta, "RF impedance matching network," U.S. Patent 9 196 459, Nov. 24, 2015.
- [6] C. C. Mason, "High frequency solid state switching for impedance matching," U.S. Patent 8 436 643, Nov. 3, 2010.
- [7] F. Maier, "Impedance matching," U.S. Patent 8 542 076, Sep. 9, 2010.
- [8] G. J. Van Zyl and G. G. Gurov, "Impedance-matching network using BJT switches in variable-reactance circuit," U.S. Patent 8 416 008, Apr. 9, 2013.
- [9] Y. Ni, S. Pervaiz, M. Chan, and K. K. Afridi, "Energy density enhancement of stacked switched capacitor energy buffers through capacitance ratio optimization," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 32, No. 8, Aug. 2017.
- [10] Y. Mahnashi and F. Z. Peng, "Generalization of the fundamental limit theory in switched-capacitor converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 32, No. 9, Sep. 2017.
- [11] V. Sreenath and B. George, "An improved closed-loop switched capacitor capacitance-to-frequency converter and its evaluation," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 67, No. 5, May 2018.
- [12] Y. Xu and P. R. Kinget, "A chopping switched-capacitor RF receiver with integrated blocker detection," *IEEE Journal of Solid-State Circuit*, Vol. 53, No. 6, Jun. 2018.



### 민주화(閔滄華)

1991년 10월 6일생. 2017년 전북대 전기공학과 졸업. 2019년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2019년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



### 채범석(蔡範錫)

1985년 8월 13일생. 2013년 전북대 전기공학과 졸업. 2016년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2016년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



### 김현배(金鉉培)

1971년 2월 24일생. 1996년 군산대 기계설계 졸업. 1999년 미 위스콘신 주립대 기계공학과 졸업(석사). 2004년 미 위스콘신 주립대 기계공학과 졸업(공학). 2004년~2011년 삼성전자 가전사업부 수석연구원. 2011년~2012년 삼성전자 종합기술원 전문연구원. 2012~현재 삼성전자 생산기술연구소 수석연구원.



### 서용석(徐庸碩)

1968년 10월 20일생. 1991년 연세대 전기공학과 졸업. 1993년 연세대 전기공학과 졸업(석사). 2004년 미 위스콘신 주립대 전기 컴퓨터 공학과 졸업(박사). 1993년~1998년 삼성전자 반도체 총괄 전력전자 사업부 시스템 어플리케이션 엔지니어. 2004년~2008년 스위스 ABB 고압 드라이브 및 전력전자 부문 수석 엔지니어. 2008년~현재 전북대 전기공학과 교수. 당 학회 국제이사.